

BAB II

LANDASAN TEORI

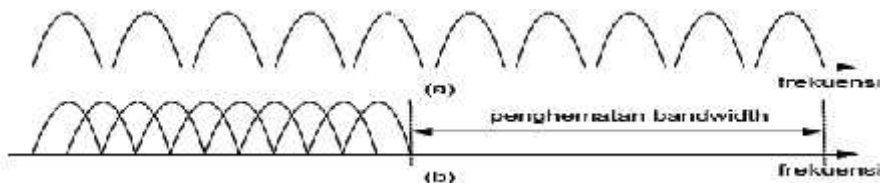
Pada Bab ini akan menjelaskan tentang teori-teori penunjang penelitian, dan rumus-rumus yang akan digunakan untuk pemodelan estimasi kanal *mobile-to-mobile rician fading* sebagai berikut.

2.1 *Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)*

OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) adalah sebuah teknik transmisi yang menggunakan beberapa buah frekuensi (*multicarrier*) yang saling tegak lurus (*orthogonal*). Masing-masing *subcarrier* tersebut dimodulasikan dengan teknik modulasi konvensional pada rasio simbol yang rendah. (Corputty, 2011)

Prinsip dari sistem OFDM itu sendiri adalah merubah bit pengiriman informasi yang tadinya berbentuk serial menjadi beberapa bentuk aliran paralel dengan kecepatan bit lebih rendah. Pada pengiriman data serial, tiap bit hanya mempunyai durasi satu detik. Sedangkan jika pengiriman data dengan menggunakan OFDM, data tersebut akan dibagi menjadi paralel dan dikirim secara bersamaan sehingga waktu yang diperlukan oleh tiap bit adalah empat detik. Durasi yang lebih lama tersebut akan mengurangi masalah *Intersymbol Interference (ISI)*. (Widi, 2012)

Prinsip *orthogonal* menunjukkan adanya hubungan matematis antar frekuensi *subcarrier* pada sistem. OFDM menggunakan spektrum yang saling *overlap* antara *subcarrier* yang satu dengan *subcarrier* lain tanpa terjadinya interferensi pada sinyal yang diterima. Sehingga sistem OFDM dapat diterapkan untuk meningkatkan efisiensi *bandwidth* serta yang ditunjukkan pada gambar 1 (Juliandy, 2009).



Gambar 2.1 Model spektrum *subcarrier* (a) tidak *overlap* (b) *overlap orthogonal*

Sedangkan cara kerja dari sistem OFDM adalah sejumlah deretan data informasi yang dikirim akan dikonversikan terlebih dahulu kedalam bentuk paralel,

sehingga jika *bit rate* semula adalah B, maka *bit rate* untuk setiap jalur paralel adalah B/N dimana N merupakan jumlah jalur paralel (jumlah *subcarrier*). Sinyal yang terkirim dapat diekspresikan dengan persamaan matematis sebagai berikut: (Ferdinan, 2009)

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n f(t - nT) e^{j(\omega_0 t + \phi_n)} \right\} \quad (2.1)$$

Dengan:

$\text{Re}(\cdot)$ = bagian real dari persamaan

b_n = data informasi yang telah dimodulasi dan menjadi input untuk IFFT

$f(t)$ = respon impuls dari filter transmisi

T = periode simbol

ω_0 = frekuensi pembawa (*frequency carrier*)

2.2 Sistem Modulasi OFDM

Modulasi dapat didefinisikan sebagai proses perubahan (*varying*) suatu gelombang periodik sehingga menjadikan suatu sinyal mampu membawa suatu informasi. Dengan proses modulasi, suatu informasi biasanya frekuensi rendah bias berupa gelombang sinus berfrekuensi tinggi. Terdapat tiga parameter kunci pada suatu gelombang sinusoidal yaitu amplitudo, fase, dan frekuensi. Ketiga parameter tersebut dapat dimodifikasi sesuai dengan sinyal informasi (berfrekuensi rendah) untuk membentuk sinyal yang termodulasi.

Dalam proses modulasi, fase dari frekuensi gelombang pembawa berubah-ubah sesuai dengan perubahan status sinyal informasi digital. Sudut fase harus mempunyai acuan kepada pemancar dan penerima. Akibatnya, sangat diperlukan stabilitas frekuensi pada pesawat penerima. Guna memudahkan untuk memperoleh stabilitas pada penerima, kadang-kadang dipakai suatu teknik yang koheren dengan PSK yang berbeda-beda. Hubungan antara dua sudut fase yang dikirim digunakan

untuk memelihara stabilitas. Dalam keadaan seperti ini, fase yang ada dapat dideteksi bila fase sebelumnya telah diketahui.

2.2.1 *Quadrature phase shift keying (QPSK)*

Quadrature phase shift keying (QPSK) lebih sering digunakan untuk menggandakan data *rate* dibandingkan dengan sistem BPSK, dengan tetap menjaga *bandwidth* yang sama dari sinyal dan untuk menjaga tingkat data BPSK namun mengurangi separuh *bandwidth* yang dibutuhkan. Modulasi QPSK juga dapat mentransmisikan dua kali tingkat data dalam *bandwidth* yang diberikan dibandingkan dengan BPSK pada BER yang sama.

Pada QPSK digunakan penyandian dengan 2 bit sehingga $n=2$ dan terdapat $M=4$ sandi yang berbeda, yaitu 00, 01, 10, 11. Dengan demikian ada empat sandi yang harus dinyatakan dengan empat fase yang berbeda. Setiap kali level atau tingkat PSK meningkat (2-PSK, 4-PSK atau QPSK, 8-PSK dan seterusnya) maka efisiensi lebar bidang secara teoritis (*theoretical bandwidth efficiency*) meningkat.

Tabel 2.1 Efisiensi lebar-bidang (Susilawati, 2009)

Jenis Modulasi	Efisiensi Lebar bidang(b/s/Hz)
BPSK	1
QPSK	2
8-PSK	3
16-PSK	4

2.3 *Fast Fourier Transform (FFT) dan Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)*

Pada tahun 1965 Cooley dan Tukey mengumumkan penemuan *Fast Fourier Transform* (FFT) pada tahun 1965 itu merevolusi *Digital Signal Processing*. prinsip FFT kemudian ditemukan dalam salah satu notebook Gauss sendiri pada tahun 1806.

FFT dan IFFT merupakan komponen utama dalam sistem OFDM. Fungsi dari FFT adalah sebagai pengurai dari simbol OFDM (demodulator) sedangkan IFFT berfungsi sebagai pembuatan simbol (modulator) pada teknik OFDM. Namun dalam teknik OFDM sinyal imputan dari IFFT merupakan sebuah domain waktu. Hal ini sebenarnya tidak masalah karena IFFT merupakan sebuah konsep matematis yang tidak memperhatikan atau memperdulikan apa yang dihasilkannya dan apa inputnya. Asalkan dalam hal yang menjadi inputannya masih berupa amplitudo-amplitudo dari beberapa sinusoida. IFFT ini akan menghasilkan suatu nilai dalam bentuk domain waktu. Persamaan IFFT dapat ditulis sebagai berikut :

$$\begin{aligned}
 x(n) \frac{1}{N} &= \sum_{k=0}^{N-1} [X(k)] W_N^{kn} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} [X(k) + \frac{N}{2} + k] W_N^{kn}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Sedangkan FFT merupakan komponen yang terpenting dalam bagian demodulasi. Jika lebih dari satu pembawa dimasukkan maka FFT merupakan suatu metode praktis guna memperbaiki data dari pembawa (*carrier*). FFT ini digunakan untuk merubah kembali ke ranah frekuensi. Persamaan FFT dapat ditulis sebagai berikut :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} [x(n) + x(\frac{N}{2} + n)] W_N^{-kn} \tag{2.3}$$

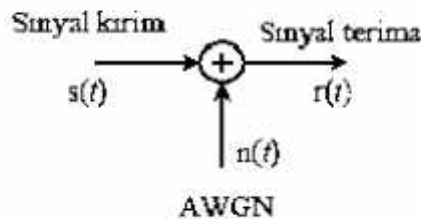
Sampel dari daerah waktu dimasukan ke dalam FFT, hal ini diperlukan untuk menyaring amplitudo dan fase dari sinyal tersebut. Penyaringan amplitudo dan fase tergantung dari pewaktuan simbol $x+iy$ yang dibutuhkan. Sinyal yang telah melalui blok FFT tersebut akan dirubah kembali ke bentuk serial untuk selanjutnya dilakukan proses demodulasi agar didapatkan data seperti data masukan pada pemancar (Hermanto, 2012).

2.4 Kanal Transmisi

Kanal transmisi yang dapat digunakan dalam sistem OFDM adalah kanal *wireless*. Kanal *wireless* yang dapat digunakan pada sistem OFDM yaitu kanal AWGN dan kanal *mobile*.

2.4.1 Kanal *Additive White Gausssian Noise* (AWGN)

Kanal AWGN merupakan model saluran paling sederhana yang digunakan dalam sistem komunikasi. *Thermal noise* pada penerima dapat dicirikan sebagai proses *additive white Gaussian*. Selain itu juga, AWGN juga dapat disebabkan oleh faktor lain seperti suhu antena, filter pada penerima dan *multipath fading* (Mulyono, 2012). Pemodelan kanal AWGN dapat digambarkan sebagai berikut:



Gambar 2.2 Pemodelan kanal AWGN (Widi, 2012)

Sinyal kirim yang ditransmisikan dari sisi pemancar akan diterima pada penerima dengan persamaan (2.4) dimana $n(t)$ merupakan fungsi sampel dari proses AWGN dengan fungsi kerapatan probabilitas (*probability density function*) dan kerapatan spectral daya (*power spectral density*) sebagai berikut:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.4)$$

2.4.2 Kanal *mobile-to-mobile rician fading*

Model kanal *rician fading* biasanya digunakan untuk mensimulasikan lingkungan yang memproduksi komponen *multipath* dan juga komponen yang dominan *Line-Of-Sight* (LOS). Komponen LOS disebut komponen “*specular*” dan komponen *multipath* disebut komponen “*random*” atau menyebar. Distribusi

amplitudo komponen *specular* akan memiliki nilai *non-mean* nol, dan komponen random akan memiliki nilai nol-rata. (Xiao, 2003)

2.5 Scattering

Hamburan terjadi ketika gelombang electromagnet yang merambat mengenai permukaan kasar dengan dimensi lebih besar dibandingkan dengan panjang gelombang sinyal atau mengenai permukaan berdimensi kecil. (Sudhir, 2011). Pada penelitian ini menjelaskan tentang model hamburan *double-ring* dengan komponen LOS untuk kanal *mobile-to-mobile* rician fading.

2.5.1 Double-Ring Scattering

Dalam sebuah kanal komunikasi *mobile-to-mobile*, ketinggian dari kedua antenna pemancar dan penerima berada dibawah sekitar objek, sehingga kemungkinan kedua pemancar dan penerima mengalami efek hamburan didalam garis propagasi. Dalam referensi (Patel, 2003) menunjukkan bahwa dua buah cincin yang independen berada disekitar lingkungan hamburan untuk karakteristik kanal *mobile-to-mobile rayleigh fading*. metode *sum-of-sinusoid* sangat disarankan untuk mendekati persamaan *mobile-to-mobile rayleigh fading*, dimana hamburan diasumsikan terdistribusi secara merata di masing-masing pemancar dan penerima yang saling bergerak pada kecepatan v_1 dan v_2 . untuk semua jalan MN independen, amplitudo kompleks dinormalisasi sinyal yang diterima di kanal *mobile-to-mobile rayleigh fading* dapat dinyatakan sebagai (Li-Chun Wang, 2009)

$$Y(t) = \sqrt{\frac{1}{MN}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \exp[j(2\pi f_1 t \cos \theta_n + 2\pi f_2 t \cos \theta_m + W_{nm})] \quad (2.5)$$

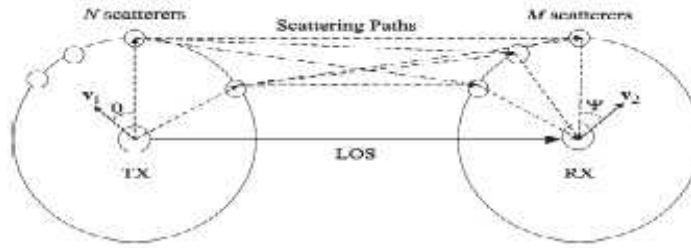
Pada persamaan diatas, $f_1 = |v_1| / \lambda$ dan $f_2 = |v_2| / \lambda$ adalah frekuensi *doppler* maksimum yang dihasilkan dari masing-masing gerakan transmisi pengirim (TX) dan penerima (RX). $|v|$ menunjukkan panjang dari vektor v , sedangkan λ adalah panjang gelombang pembawa.

$$r_n = \frac{2\pi f_1 - f_2 + \theta_n}{4\pi} \quad (2.6)$$

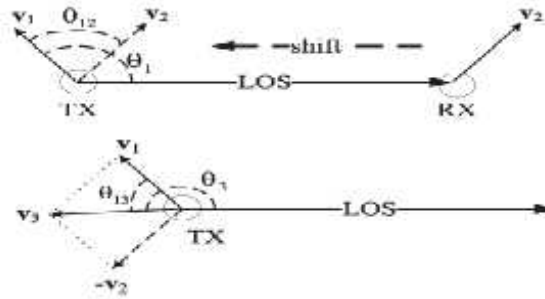
$$S_m = \frac{2(2mf - f + \mathbb{E}_m)}{4M} \quad (2.7)$$

Dimana sudut keberangkatan di setiap jalur hamburan θ_n , sudut kedatangan ϕ_m dan ϕ_{nm} di $Y(t)$ adalah semua variabel independen acak seragam selama $[-\pi, \pi]$. Itu terbukti dalam referensi (Patel, 2003) bahwa fungsi otokorelasi $Y(t)$ kompleks adalah sama dengan (Li-Chun-Wang, 2009)

$$R_{YY}(\tau) = \frac{J_0(2\pi f \tau) J_0(2\pi f \tau)}{2} \quad (2.8)$$



Gambar 2.3 daerah disekitar hamburan pada sistem *mobile-to-mobile* dengan komponen LOS



Gambar 2.4 Kecepatan relatif v_3 dari TX dengan kecepatan v_1 ke RX dengan kecepatan v_2 dimana $J_0(\cdot)$ adalah fungsi *zeroth-order Bessel* jenis pertama.

2.5.2 Double-Ring Scattering dengan komponen *line-of-sight* (LOS)

Dalam situasi tertentu tidak menutup kemungkinan terdapat komponen LOS diantara pemancar dan penerima. karna itu diusulkanlah model hamburan “*double-ring*” yang didalamnya terdapat komponen LOS, dimana komponen LOS akan ditambahkan diantara pemancar dan penerima. Ini merupakan bentuk kompleks untuk

menyajikan komponen LOS dengan rumus matematika, terutama ketika kedua pemancar dan penerima berada dalam keadaan saling bergerak. Oleh karena itu, digunakanlah konsep gerak relatif untuk menyederhanakan masalah.

Pada gambar. 2.4 menunjukkan v_3 merupakan kecepatan relatif pemancar ke penerima jika kecepatan penerima diatur menjadi nol. θ_{12} adalah sudut antara v_3 dan komponen LOS. Kecepatan relatif dari v_3 pemancar dapat diturunkan sebagai berikut: (Li-Chun Wang, 2009)

$$|v_3| = \sqrt{(|v_1| \cos \theta_{12} - |v_2|)^2 + (|v_1| \sin \theta_{12})^2} \quad (2.9)$$

$$\theta_{13} = \theta_{12} + \theta_{23} \quad (2.10)$$

Dimana θ_{12} adalah sudut antara vektor v_1 dan v_2 , θ_{23} adalah sudut antara vektor v_2 dan komponen LOS, dan sudut antara vektor v_1 dan v_3 adalah

$$\theta_{13} = \cos^{-1} \left(\frac{|v_1|^2 + |v_3|^2 - |v_2|^2}{2|v_1||v_3|} \right) \quad (2.11)$$

Dengan demikian, komponen LOS pada kasus *mobile-to-basestation* dapat dinyatakan sebagai

$$LOS = \sqrt{K} \exp[j(2ff_3 t \cos \theta_{13} + W_0)] \quad (2.12)$$

Dimana K adalah rasio dari daya *specular* terhadap daya hamburan, f_3 adalah frekuensi *doppler* yang disebabkan oleh v_3 , dan W_0 fase awal merata selama $[-\pi, \pi]$.

2.5.3 Model sinyal untuk *Double-Ring Scattering* dengan komponen *line-of-sight* (LOS)

Menurut model hamburan dari *double-ring* dengan komponen LOS yang ditampilkan dalam gambar 2.3, penjumlahan dari sinus *rician fading* yang baru disimulasikan untuk mengembangkan komunikasi pada kanal *mobile-to-mobile*.

Karna *rayleigh fading* merupakan kasus khusus dari *rician fading* tanpa komponen *specular*, sinyal kompleks yang diterima pada kanal *mobile-to-mobile rician fading* setara dengan jumlah sinyal hamburan dan komponen *line-of-sight* (LOS). Oleh karna

itu, acuan dari referensi sinyal kompleks yang diterima pada kanal *mobile-to-mobile rician fading* dapat ditulis menjadi (Li-Chun Wang, 2009)

$$Z(t) = \frac{Y(t) + \sqrt{K} \exp[j(2\pi f_{3t} \cos \theta_3 + W_0)]}{\sqrt{1+K}} \quad (2.13)$$

Dimana $Z(t)$ merupakan sinyal kompleks dari $Z_c(t)$ yang didekomposisi menjadi komponen dalam fase dan komponen kuadrat dari $Z_s(t)$. kemudian ditulis menjadi

$$Z(t) = Z_c(t) + jZ_s(t) \quad (2.14)$$

Dimana

$$Z_c(t) = \frac{Y_c(t) + \sqrt{K} \cos(2\pi f_{3t} \cos \theta_3 + W_0)}{\sqrt{1+K}} \quad (2.15)$$

$$Z_s(t) = \frac{Y_s(t) + \sqrt{K} \sin(2\pi f_{3t} \cos \theta_3 + W_0)}{\sqrt{1+K}} \quad (2.16)$$

$$Y_c(t) = \Re\{Y(t)\} \quad (2.17)$$

$$Y_s(t) = \Im\{Y(t)\} \quad (2.18)$$

2.6 Estimasi kanal

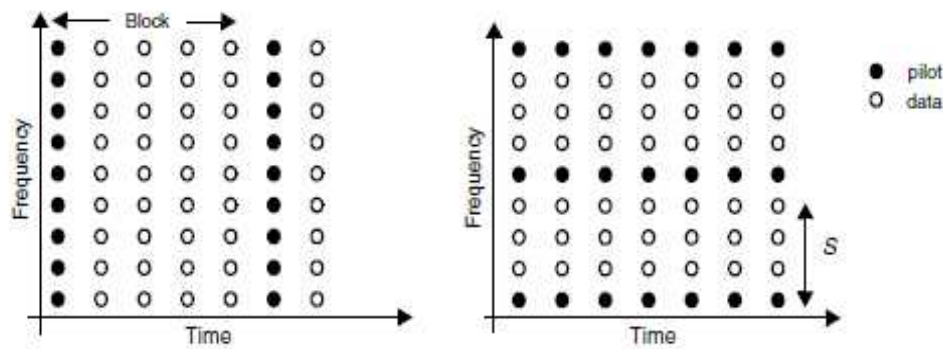
Estimasi kanal diperlukan untuk mengetahui karakteristik dari sebuah kanal berdasarkan urutan data yang dikirimkan oleh *transmitter*. Pada estimasi kanal sinyal yang sampai di *receiver* adalah sinyal yang terima dari perkalian sinyal masukan dengan respon impuls ditambah *noise*, *delay*, dan *fading*. Untuk mengestimasi *doppler spread* diperlukan parameter respon impuls, sehingga harus dilakukan estimasi kanal terlebih dahulu. Kanal harus diestimasi dari data training atau karakteristik statistik kanal. Pada sistem OFDM yang dipelajari dan dianalisa adalah teknik estimasi kanal berdasarkan susunan pilot. (Maulana, 2012)

Secara umum estimasi kanal dapat dibedakan menjadi tiga jenis, yaitu *pilot assisted channel estimation*, *blind channel estimation*, dan *decision directed channel estimation*. *Pilot assisted channel estimation* memiliki prinsip kerja dengan

mengirimkan simbol pilot yang sebelumnya telah diketahui disisi penerima bersamaan dengan informasi yang dikirim. Symbol pilot tersebut digunakan untuk menentukan pola perubahan yang terjadi. Selanjutnya dengan pola perubahan ini kita dapat mengetahui impuls respon kanalnya. Dengan metode interpolasi maka sinyal informasi sebelum melewati kanal dapat diperkirakan sehingga *error* yang terjadi diperkecil. (Gumilang, 2011)

2.7 Pola pengaturan simbol pilot

Pilot-assisted channel estimation adalah estimasi kanal menggunakan pilot simbol yang disisipkan dalam sistem OFDM. Pilot simbol adalah suatu sinyal yang sebelumnya telah diketahui sehingga efek dari perubahan sinyal pada kanal dapat dengan mudah diprediksi. Teknik ini banyak diaplikasikan karena dalam implementasinya mudah digunakan dan akurat dalam memprediksi kerusakan (Xiaodai, 2006). Ada dua pola pengaturan sinyal pilot yaitu dengan penyisipan pilot tipe blok dan pilot tipe *comb*.



Gambar 2.5 Pola pengaturan symbol tipe blok dan tipe *comb* (Yushi, 2006).

2.7.1 Pola pengaturan simbol tipe *comb*

Penyisipan simbol pilot menggunakan tipe *comb* ini merupakan sistem estimasi kanal yang dilakukan dengan mengalokasikan frekuensi khusus yang digunakan untuk mentransmit simbol pilot setiap waktu, yang sebelumnya disisi

pengirim telah ditentukan *subcarrier* mana yang digunakan untuk mengirimkan simbol pilot.

a. Interpolasi Linier

Interpolasi linier dilakukan untuk mendapatkan impuls respon kanal pada keseluruhan struktur data *subcarrier*. Untuk mendapatkan *subcarrier* digunakan dua estimasi simbol pilot yang berdekatan.

Berikut ini merupakan persamaan interpolasi linier, dimana $H_c(k)$ merupakan estimasi kanal *subcarrier* data ke- k , sedangkan $H_p(m)$ estimasi simbol pilot ke- m , L merupakan jarak antara simbol pilot (Coleri, 2002)

$$\begin{aligned} H_c(k) &= H_c(mL + l) \\ &= (H_p(m+1) - H_p(m)) \frac{l}{L} + H_p(m) \end{aligned} \quad (2.19)$$

b. Interpolasi Orde dua

Tidak jauh berbeda dengan teknik interpolasi linier, teknik interpolasi orde dua hampir sama dengan interpolasi linier. Perbedaannya untuk teknik interpolasi orde dua menggunakan tiga estimasi kanal simbol pilot yang berdekatan. Persamaan interpolasi orde dua adalah seperti ditunjukkan pada persamaan berikut (Coleri, 2002)

$$\begin{aligned} H_c(k) &= H_c(mL + l) \\ &= c_1 H_p(m-1) + c_0 H_p(m) + c_{-1} H_p(m+1) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Dimana

$$c_1 = \frac{r(r-1)}{2}$$

$$c_0 = -(r-1)(r+1), \quad r = l/L$$

$$c_{-1} = \frac{r(r+1)}{2}$$

$H_c(k)$ adalah estimasi kanal *subcarrier* data ke- k , $H_p(m)$ adalah estimasi kanal simbol pilot ke- m , L adalah jarak antar simbol pilot. Jadi, semakin tinggi orde yang digunakan untuk interpolasi hasilnya akan semakin baik (teliti).

2.8 Mean Square Error (MSE)

Mean square error adalah metode untuk melihat besarnya *error* dalam suatu sistem. MSE pada penelitian ini digunakan untuk melihat selisih atau *error* yang terjadi antara hasil estimasi kanal dengan LS, MMSE, interpolasi linier dan interpolasi orde dua dengan respon impuls kanal. Adapun persamaan MSE yang digunakan adalah sebagai berikut.

$$MSE = \frac{\sum_{n=1}^N |h_{ep}(n) - h(n)|^2}{N} \quad (2.21)$$

Dimana

$h_{ep}(n)$ = hasil dari estimasi kanal

$h(n)$ = merupakan data yang dikirim

N = merupakan titik data